

BUNDESREPUBLIK DEUTSCHLAND



Prioritätsbescheinigung über die Einreichung einer Patentanmeldung

Aktenzeichen: 102 52 827.6

Anmeldetag: 13. November 2002

Anmelder/Inhaber: Siemens Aktiengesellschaft, München/DE

Bezeichnung: Schaltungsanordnung zur schnellen Ansteuerung
insbesondere induktiver Lasten

IPC: H 03 K 17/695

Die angehefteten Stücke sind eine richtige und genaue Wiedergabe der ursprünglichen Unterlagen dieser Patentanmeldung.

München, den 21. Oktober 2003
Deutsches Patent- und Markenamt
Der Präsident
Im Auftrag


Wehner



Beschreibung

Schaltungsanordnung zur schnellen Ansteuerung insbesondere induktiver Lasten

5

Die Erfindung bezieht sich auf eine Schaltungsanordnung zum schnellen Schalten insbesondere induktiver Lasten, wobei eine Last mittels eines als N-Kanal-MOS-Leistungstransistors ausgeführten und als High-Side-Schalter geschalteten Schalttransistors mit einer Versorgungsspannungsquelle verbindbar ist, wobei die Gate-Elektrode des Schalttransistors durch ansteuerbare Schaltmittel mit einem die Spannung der Versorgungsspannungsquelle übersteigenden Potential beaufschlagbar ist und wobei die Schaltmittel wenigstens einen ersten Schaltmittel-Transistor umfassen, dessen Kollektorstrom im durchgeschalteten Zustand wenigstens teilweise der Gate-Elektrode des Schalttransistors zufließen kann.

20

Derartige Schaltungsanordnungen finden beispielsweise Anwendung in der Kfz-Elektronik. In der Kfz-Elektronik wird zunehmend der Betrieb schnell schaltender, induktiver Lasten mittels MOS-Leistungstransistoren erforderlich. Typische Anwendungen sind etwa die Ansteuerung elektromagnetischer Einspritzventile für Diesel- oder Benzin-Hochdruck-Direkteinspritzsysteme, 3-Phasen-Frequenzumrichter zum Betrieb von Elektromotoren/Generatoren mit elektronischer Kommutierung, bidirektionale DC/DC-Konverter oder elektromagnetischer Ventiltrieb.

25

30

Als Schalter werden dabei oft MOS-Leistungstransistoren eingesetzt. Je nach Dotierung des Transistorsubstrats und seiner Kanäle unterscheidet man zwischen N- und P-Kanal-Transistoren, wobei ein N-Kanal-Transistor n-dotierte Zonen in einem p-dotierten Substrat aufweist. Schaltungstechnisch besonders günstig ist es, sog. Low-Side-Schalter, also solche, die im Wesentlichen masseseitig einer Last angeordnet sind, mit N-Kanal-Transistoren und sog. High-Side-Schalter, also solche,

35

die im Wesentlichen potentialseitig einer Last angeordnet sind, mit P-Kanal-Transistoren zu realisieren. Hierdurch werden die erforderlichen Schaltungen besonders einfach. Technologisch bedingt haben aber P-Kanal-Transistoren in etwa den
5 doppelten Sättigungswiderstand eines ansonsten vergleichbaren N-Kanal-Transistors. Um daher einen P-Kanal-Transistor mit einem vorgegebenen Sättigungswiderstand zu realisieren, benötigt man in etwa die doppelte Chipfläche wie für einen entsprechenden N-Kanal-Transistor. Die damit verbundenen Kosten,
10 verhalten sich in etwa proportional zur benötigten Chipfläche.

Man versucht daher, auch High-Side-Schalter mit N-Kanal-Transistoren zu realisieren. Das prinzipielle Problem dabei ist,
15 dass ein N-Kanal-Transistor zwischen Drain und Source nur bei einer positiven Gate-Spannung durchschaltet. Positiv bedeutet bei einem High-Side-Schalter aber höher als das positive Potential, auf das durchgeschaltet werden soll. Soll also z. B. bei der Ansteuerung eines Einspritzventils dessen Spule mit
20 der +48 V Versorgungsspannung des Bordnetzes verbunden werden, muss die Gate-Spannung eines als Schalter verwendeten N-Kanal-Transistors höher als diese Versorgungsspannung sein. Zur Lösung dieses Problems sind verschiedene Prinzipien bekannt.

25 Eine Möglichkeit stellt die sog. Ladungspumpe dar. Dabei wird eine kleine Wechsellspannung, vorzugsweise eine rechteckförmige Steuerspannung nach kapazitiver Entkopplung mit Bezug auf die Versorgungsspannung geklemmt und anschließend in einer Gleichrichter-kaskade aus Dioden und parallelen Kondensatoren gleichgerichtet und verstärkt. Diese Art des Spannungsvervielfachers ist dem Fachmann bekannt. Eine zur Ansteuerung von High-Side-Schaltern besonders günstige Ausführungsform ist z. B. in dem „intelligenten High-Side-Schalter“ BTS410
30 von Infineon verwirklicht. Mit diesem Prinzip lassen sich zwar auf einfache und kostengünstige Weise ausreichend hohe Spannungen erzeugen. Die Strombelastbarkeit einer solchen,

mittels Ladungspumpe erzeugten Spannungsquelle ist zumeist jedoch gering. Gerade ein hoher Stromfluss zur Gate-Elektrode ist aber aufgrund der Gate-Kapazität wesentlich, um ein schnelles Schalten des MOS-Leistungstransistors zu ermöglichen. Das Prinzip der Ladungspumpe eignet sich daher vor allem für langsam schaltende Anwendungen.

Auf prinzipiell relativ einfache Weise lässt sich das Problem durch Zuschaltung einer zusätzlichen Hilfsspannungsquelle lösen, deren negativer Anschluss auf das positive Potential der Versorgungsspannung gelegt wird. Dies lässt sich beispielsweise mittels eines DC/DC-Boost-Konverters oder auf andere, dem Fachmann bekannte Weise realisieren. Die Gate-Elektrode wird dann über geeignete Schaltmittel, die etwa einen pnp-Schaltmittel-Transistor umfassen, dessen Emitter auf dem Potential der angehobenen Hilfsspannungsquelle liegt und dessen Kollektor mit der Gate-Elektrode des MOS-Leistungstransistors verbunden ist, mit diesem hohen Potential beaufschlagt, wobei die Basis des Schaltmittel-Transistors in geeigneter Weise von einer Steuerspannung angesteuert wird. Diese Schaltung ist geeignet, hohe Ströme zu liefern und so ein schnelles Einschalten des MOS-Leistungstransistors zu ermöglichen. Wegen der erforderlichen Hilfsspannungsquelle, die über das Versorgungspotential angehoben und daher nur zu dem erläuterten Zweck einsetzbar ist, ist die beschriebene Schaltung teurer und wird erst beim Einsatz für mehrere High-Side-Schalter günstig. Außerdem muss, um auch ein schnelles Ausschalten zu gewährleisten, d. h. ein schnelles Abfließen der von der Gate-Kapazität gespeicherten Ladung sicherzustellen, zusätzlicher Schaltungsaufwand getrieben werden. Fig. 2 zeigt eine Prinzipschaltung.

Eine weitere, bekannte Anordnung zur Erzeugung der hohen Gate-Spannung eines als N-Kanal-Transistor ausgeführten High-Side-Schalters ist die sog. Bootstrap-Schaltung. Dabei wird eine Niederspannungsquelle, d. h. in diesem Zusammenhang eine Spannungsquelle, deren Ausgangsspannung wesentlich kleiner

ist als die positive Versorgungsspannung, z. B. eine 12 V-Spannungsquelle, die in einem Kfz neben der 48 V-Versorgungsspannung in der Regel zur Versorgung der allgemeinen Ansteuer- und Regel-Elektronik vorhanden ist, über eine Diode in ein Netzwerk eingekoppelt, das wenigstens einen Schaltmittel-Transistor aufweist, dessen Kollektorstrom der Gate-Elektrode des MOS-Leistungstransistors zufließen kann. Parallel hierzu und verbunden mit dem Source-Ausgang des MOS-Leistungstransistors ist ein Kondensator vorgesehen. Im ausgeschalteten Zustand lädt er sich im Wesentlichen auf die Spannung der Niederspannungsquelle auf. Wird dann der Schaltmitteltransistor so angesteuert, dass er die Gate-Elektrode mit der Niederspannungsquelle verbindet, beginnt der MOS-Leistungstransistor, durchzuschalten, wobei sich sein Source-Potential in Richtung auf die Versorgungsspannung zu heben beginnt. Da die Source-Elektrode aber mit dem negativen Pol des Kondensators verbunden ist, wird dessen Spannung mit angehoben. Sobald diese die Spannung der Niederspannungsquelle übersteigt, fließt seine Ladung über den Schaltmittel-Transistor der Gate-Elektrode zu, da die Diode den Rückfluss in die Niederspannungsquelle verhindert. Auf diese Weise steigen Source- und Gate-Potential gleichmäßig an, wobei ihre Differenz in etwa erhalten bleibt. Der MOS-Leistungstransistor kann also voll durchschalten. Der Kondensator kann kurzfristig einen hohen Strom liefern, so dass ein schnelles Schalten gewährleistet ist. Nachteilig ist allerdings, dass der Strom auch bei einem Kondensator hoher Kapazität vergleichsweise schnell abklingt, so dass ein dauerhaftes Einschalten des MOS-Leistungstransistors mit dieser Schaltung nicht möglich ist. Es existieren integrierte Treiberschaltungen zum Betrieb von High-Side-Schaltern, die sich für die Bootstrap-Versorgung eignen, z. B. der IC IR2122(S) von International Rectifier. Fig. 3 zeigt eine Prinzipschaltung.

Der hauptsächliche Nachteil der Schaltungsanordnungen gemäß dem Stand der Technik liegt darin, dass die Schaltflanken, d. h. im Wesentlichen die Schaltgeschwindigkeit, nur in sehr be-

grenztem Maß einstellbar sind. Dies ist nachteilig, weil bei
schnellen Schaltvorgängen stets ein ausgewogener Kompromiss
gefunden werden muss zwischen einem zu langsamen Schalten ei-
nerseits, das zu einer Erwärmung der Transistoren und damit
5 zu erhöhten Schaltverlusten führt, und andererseits einem zu
schnellen Schalten, das zu einem erhöhten elektromagnetischen
Störpegel führt. Typischerweise ist der Spielraum zwischen
diesen beiden gegenläufigen Forderungen sehr klein, so dass
eine sehr genaue Kontrolle der Schaltzeiten wünschenswert wä-
10 re.

Es ist die Aufgabe der vorliegenden Erfindung, eine Schal-
tungsanordnung zur Verfügung zu stellen, durch die die ge-
nannten Probleme des Standes der Technik überwunden werden,
15 wobei insbesondere eine kostengünstige und schaltungstech-
nisch einfach zu implementierende Anordnung angegeben werden
soll, die ein schnelles Ein- und Ausschalten eines als N-Ka-
nal-MOS-Leistungstransistor ausgeführten High-Side-Schalters
ermöglicht. Es ist eine weitere Aufgabe der vorliegenden Er-
20 findung, eine gattungsgemäße Schaltungsanordnung derart wei-
terzubilden, dass die Schaltzeiten des MOS-Leistungstran-
sistor in weiten Bereichen einstellbar sind.

Diese Aufgaben werden mit den Merkmalen des unabhängigen An-
spruchs gelöst. Vorteilhafte Ausführungsformen der vorliegen-
25 den Erfindung sind in den abhängigen Ansprüchen angegeben.

Die Erfindung baut auf der gattungsgemäßen Schaltungsanord-
nung nach Fig. 2 dadurch auf, dass der Schaltmittel-Transis-
30 tor als Stromquelle geschaltet ist. Durch diese Maßnahme ü-
berwindet die Erfindung die Abhängigkeit von Stromstärken,
die von einer Konstantspannungsquelle in Abhängigkeit von den
Netzwerkparametern geliefert werden. Vielmehr wird die ge-
wünschte Stromstärke zu einer einstellbaren Größe bei sich
35 anpassender Ausgangsspannung der Stromquelle. Da die Strom-
stärke bei der Ansteuerung von Schalttransistoren die eigent-
liche kritische Größe ist, bietet die vorliegende Erfindung

die Basis für eine präzisere Einstellbarkeit der Schaltvorgänge, als dies beim Stand der Technik möglich war.

Bei einer vorteilhaften Weiterbildung der vorliegenden Erfindung ist der als Stromquelle geschaltete, erste Schaltmittel-
5 Transistor, vorzugsweise ein pnp-Transistor, Teil einer Stromspiegelschaltung. Zwar gibt es unterschiedliche Möglichkeiten, eine Stromquelle mit Hilfe eines Transistors zu realisieren. Die Stromspiegelschaltung ist jedoch besonders
10 günstig, da sich mit ihr die Stromstärke des Ausgangsstrom besonders einfach und über weite Bereiche einstellen lässt, was eine unmittelbare Einstellbarkeit der Schaltzeiten des MOS-Leistungstransistors bedeutet.

Günstigerweise ist die Stromspiegelschaltung derart ausgestaltet, dass die Stromspiegelschaltung weiter einen ersten Stromspiegel-Widerstand und einen zweiten Stromspiegel-
15 Widerstand umfasst, die jeweils einerseits mit einer Niederspannungsquelle verbunden sind und wobei andererseits der erste Stromspiegel-Widerstand mit der Basis-Elektrode und der
20 zweite Stromspiegel-Widerstand mit der Emitter-Elektrode des ersten Schaltmittel-Transistors verbunden ist. Damit bestimmt das Verhältnis des ersten und des zweiten Schaltmittel-Widerstandes die Stromverstärkung der Spiegelschaltung im Vergleich zu einem Steuerstrom. Bei einer besonders vorteilhaften Ausführungsform wird das Verhältnis des ersten zum zweiten Stromspiegel-Widerstand auf etwa 100:1 gesetzt.

In bevorzugter Weiterbildung der erfindungsgemäßen Schaltungsanordnung ist vorgesehen, dass der Kollektorstrom des
30 ersten Schaltmittel-Transistors der Gate-Elektrode des Schalttransistors über eine in Durchflussrichtung geschaltete Diode zufließt. Hierdurch wird erreicht, dass nach Laden der Gate-Kapazität die dort gespeicherte Ladung nicht anderweitig abfließen kann, wodurch der Schalttransistor länger-
35 fristig eingeschaltet bleiben kann.

Vorteilhafterweise ist ein Eingangsstrom der Stromspiegelschaltung mittels eines als Stromquelle geschalteten und im Takt eines Steuersignals angesteuerten, zweiten Schaltmittel-Transistors steuerbar. Besonders günstig ist es dabei, wenn
5 der Eingangsstrom des Stromspiegels diesem über ein RC-Glied, umfassend einen RC-Glied-Widerstand und einen parallel zu diesem geschalteten RC-Glied-Kondensator, zufließt. Dabei kann bevorzugt die Zeitkonstante des RC-Gliedes derart ausgelegt ist, dass sich der RC-Glied-Kondensator während der Ein-
10 schaltzeit des Schalttransistors nicht wesentlich, während dessen Durchschaltdauer jedoch nahezu vollständig auflädt. Hierdurch kann die im herkömmlichen Schaltbetrieb erforderliche Übersteuerung von Schaltmitteltransistoren und die prinzipbedingt damit verbundene Ausschaltverzögerung des Schalt-
15 transistors, die wesentlich auf den Schaltzeiten der Schaltmitteltransistoren beruht, vermieden werden.

Das Steuersignal ist dabei vorzugsweise eine von einem Mikrokontroller erzeugte Rechteckspannung. Ihre Form ist auf diese
20 Weise den jeweiligen Erfordernissen, insbesondere im Hinblick auf die Schaltzeitpunkte, besonders gut anpassbar.

Günstigerweise umfasst die Stromspiegelschaltung weiter eine mit dem ersten Stromspiegel-Widerstand in Reihe und in Durchflussrichtung des Stromspiegel-Eingangsstroms geschaltete Diode. Diese ist derart ausgerichtet, dass sie einen Stromfluss von der Basis zum Emitter des ersten Schaltmittel-Transistors unterbindet, einen Eingangsstrom der Stromspiegelschaltung von der Niederspannungsquelle gegen Masse im durch-
25 geschal'ten Zustand aber zulässt.

Eine vorteilhafte Weiterbildung der erfindungsgemäßen Schaltungsanordnung besteht darin, dass ein Bootstrap-Kondensator vorgesehen ist, der einerseits mit der Niederspannungsquelle
35 und andererseits mit der Source-Elektrode des Schalttransistors verbunden ist. Das bedeutet, dass der Kondensator, wenn der Schalttransistor mit seiner Drain-Elektrode mit der posi-

tiven Versorgungsspannung verbunden ist, im Sperrzustand des Schalttransistors mit der Spannung der Niederspannungsquelle aufgeladen wird. Beginnt dann der Schalttransistor, angesteuert von dem als Stromquelle geschalteten Schaltmittel-
5 Transistor durchzuschalten, wird die Kondensatorspannung mit dem sich erhöhenden Source-Potential des Schalttransistors angehoben und erhöht damit die Spannung der Stromquelle über die Versorgungsspannung hinaus. Diese Weiterbildung ist für zeitlich intermittierendes Schalten des Schalttransistors ge-
10 eignet (PWM-Betrieb, Puls-Weiten-Modulation).

Alternativ zur Bootstrap-Schaltung kann die erfindungsgemäße Schaltungsanordnung auch mit einer grundsätzlich aus dem Stand der Technik bekannten Hilfsspannungsquelle ausgestattet
15 sein, die auf dem Potential der Versorgungsspannung aufsetzt. Diese Art der Schaltung ist beispielsweise angemessen, wenn der High-Side-Schalter quasi-statisch betrieben werden soll, die Kapazität des Bootstrap-Kondensators also nicht ausreicht, für eine genügend lange Durchschaltdauer des Schalt-
20 transistors zu sorgen. Auch im Fall des gleichzeitigen Einsatzes mehrerer High-Side-Schalter kann die Verwendung einer Hilfsspannungsquelle oberhalb der Versorgungsspannung (z.B. 48 V) günstig sein, da diese nur einfach für alle Schalter ausgelegt werden muss, wohingegen im Fall der Bootstrap-
25 Schaltung jeder Schalter jeweils eine Diode und einen Kondensator erfordert.

Bei einer bevorzugten Weiterbildung der Erfindung ist ein dritter Schaltmittel-Transistors vorgesehen, dessen Emitter-
30 Elektrode mit der Gate-Elektrode des Schalttransistors und dessen Kollektor-Elektrode über einen Ableitungs-Widerstand mit der Source-Elektrode des Schalttransistors verbunden ist. Gleichzeitig ist seine Basis-Elektrode über einen weiteren Ableitungs-Widerstand mit der Source-Elektrode des Schalt-
35 transistors verbunden. Im ausgeschalteten Zustand des Schalttransistors ist dieser dritte Schaltmittel-Transistor durchgeschaltet, so dass zwischen Source und Gate des Schalttran-

sistors keine Spannung anliegt und dieser zuverlässig gesperrt gehalten wird. Der dritte Schaltmittel-Transistor ist vorzugsweise ein pnp-Transistor.

5 Wird, wie bei einer besonders bevorzugten Ausführungsform der vorliegenden Erfindung, die bereits erwähnte Diode, über die der Kollektorstrom des ersten Schaltmittel-Transistors der Gate-Elektrode des Schalttransistors zufließt, vorteilhafterweise zwischen dem Kollektor des ersten und dem Emitter des
10 zweiten Schaltmittel-Transistors eine Diode angeordnet, wird der dritte Schaltmittel-Transistor aufgrund des Spannungsabfalls über dieser Diode im durchgeschalteten Zustand des Schalttransistors zuverlässig gesperrt gehalten.

15 Bevorzugt ist zur Einkopplung der Spannung der Niederspannungsquelle in die Stromspiegelschaltung eine in Durchlassrichtung ausgerichtete Bootstrap-Diode vorgesehen. Diese ermöglicht zwar den Stromfluss von der Niederspannungsquelle, unterbindet jedoch einen Strom in die entgegengesetzte Richtung, wenn sich die Spannung des Bootstrap-Kondensators beim
20 Durchschalten des Schalttransistors über das Potential der Niederspannungsquelle hebt.

25 Die Erfindung wird nun mit Bezug auf die begleitenden Zeichnungen anhand bevorzugter Ausführungsformen beispielhaft erläutert.

Es zeigen:

30 Fig. 1a eine erfindungsgemäße Schaltungsanordnung mit Bootstrap zur Ansteuerung einer induktiven Last;

Fig. 1b eine erfindungsgemäße Schaltungsanordnung mit Hilfsspannungsquelle zur Ansteuerung einer indukti-
35 ven Last;

Fig. 2 eine als Alternative zu der Schaltungsanordnung nach Fig. 1 einsetzbare Schaltungsanordnung gemäß dem Stand der Technik; und

5 Fig. 3 eine Prinzipdarstellung einer Bootstrap-Schaltung nach dem Stand der Technik.

Fig. 1a stellt eine erfindungsgemäße Schaltungsanordnung 100 nach einem besonders bevorzugten Ausführungsbeispiel zur Ansteuerung eines elektromagnetischen Einspritzventils 11, gezeichnet als Reihenschaltung aus der eigentlichen Spuleneinduktivität 11a, z. B. 150 μH des Elektromagneten und dem Wicklungswiderstand 11b, z. B. 0,5 Ω ., dar. Das Ventil 11 kann von einer Spannungsversorgung 31 mit einer Spannung von z. B. 48 V im Takt eines als Rechteckspannung ausgeführten 15 Steuersignals 20 beschickt werden, das vorteilhafterweise einem nicht dargestellten Mikrokontroller entstammt. Als Schalter hierfür dient der Schalttransistor 41, der als N-Kanal-MOS-Leistungstransistor ausgeführt und als High-Side-Schalter 20 geschaltet ist. Der Steuertakt wird über Schaltmittel, die einen Schaltmittel-Transistor 51 umfassen, in das Netzwerk eingespeist. Die Schaltungsanordnung ist Teil einer erweiterten Ansteuerung von 16 Ventilen in einem Verbrennungsmotor. Das Ventil 11 wird über einen Selektier-Transistor 42, vorzugsweise ebenfalls ein MOS-Leistungstransistor, ausgeführt als N-Kanal-Transistor, jedoch geschaltet als Low-Side-Schalter, selektiert. Die Ansteuerung des Selektier-Transistors 42 erfolgt über nicht näher dargestellte Schaltmittel, die von der +12 V-Versorgungsspannung der übrigen, 30 nicht dargestellten, Ansteuer- und Regelelektronik, versorgt werden.

Die genannten Komponenten finden sich mit den jeweils selben Funktionen unter den jeweils selben Bezugszeichen auch in der 35 Schaltung von Fig. 2, die eine gattungsgemäße Anordnung darstellt. Zum leichteren Verständnis werden nachfolgend zunächst zwei Anordnungen nach dem Stand der Technik und danach

die Besonderheiten der erfindungsgemäßen Schaltungsanordnung beschrieben.

Es wird Bezug genommen auf Fig. 2. Durch Einschalten des Selektier-Transistors 42 wird das Ventil 11 selektiert. Das
5 Einschalten des Schalttransistors 41 zur Beaufschlagung des Ventils 11 mit der Versorgungsspannung wird durch das Steuersignal 20 angesteuert. Hat das Steuersignal Low-Pegel bzw.
ist der Ausgang des vorzugsweise verwendeten Mikrokontrollers
10 hochohmig (Tristate), ist die Basis des Schaltmittel-Transistors 51 über die Schaltmittel-Widerstände 261 und 262 mit Masse 90 verbunden. Der Schaltmittel-Transistor 51, der
vorzugsweise als npn-Transistor ausgeführt ist und dessen Emitter ebenfalls auf Masse liegt, sperrt daher. Auch der wei-
15 tere Schaltmittel-Transistor 252, dessen Basisanschluss mit einer zusätzlichen Hilfsspannung von z. B. +12 V, die auf dem positiven Potential der +48 V-Versorgungsspannung aufsetzt, verbunden ist, sperrt. Es fließt daher kein Strom durch den Ableitungs-Widerstand 266, so dass die Gate-Spannung des
20 Schalttransistors 41 0 V beträgt und dieser ebenfalls sperrt.

Hat das Steuersignal 20 dagegen High-Pegel, wird der Schaltmitteltransistor 51 über den Schaltmittel-Widerstand 261 leitend gesteuert. Daraufhin fließt ein Strom durch die weiteren
25 Schaltmittel-Widerstände 263a und 263b, worauf der Schaltmittel-Transistor 252 aufgrund des Spannungsabfalls am Widerstand 263b leitend steuert. Es fließt auch ein Strom durch den Ableitungs-Widerstand 266, wodurch sich die Gate-Source-Spannung des Schalttransistors 41 erhöht. Der Transistor 41
30 schaltet ein.

Mit dem Einschalten von des Schalttransistors 41 fließt ein zunehmender Strom durch die Ventilinduktivität 11a. Bedingt durch die kleine Induktivität der Ventilspule, z. B. 15 μH ,
35 und die hohe Versorgungsspannung von 48 V steigt der Strom sehr schnell an. Erreicht der Spulenstrom einen bestimmten Wert, z. B. 20 A, öffnet das Ventil. Man spricht vom Anzugs-

strom des Ventils. Schaltet der Schalttransistor 41 ab, fließt der Spulenstrom, getrieben von der Spuleninduktivität 11a weiter über die Freilaufdiode 71 und klingt wegen des niedrigen Diodenwiderstandes langsam ab, wobei das Ventil anfangs noch geöffnet bleibt. Durch periodisches An- und Ausschalten des Schalttransistors 41 kann so ein mittlerer Haltestrom in der Ventilschule erzeugt werden.

Zum Schließen des Ventils 11 werden Schalt- und Selektier-
10 Transistor 41 und 42 ausgeschaltet. Der in der Spuleninduktivität 11a gespeicherte Strom fließt über die Dioden 71 und 72. Bedingt durch die hohe Gegenspannung von +48 V klingt der Strom sehr schnell ab, d. h. das Ventil schließt schnell.

15 Die bekannte Anordnung liefert sehr hohe elektromagnetische Störpegel. Bedingt durch die große Änderung der Gate-Drain-Spannung beim Umschalten des Schalttransistors 41, erscheint dessen Gate-Drain-Kapazität gemäß dem sog. Miller-Effekt vergrößert. Der Wert dieser Kapazität bestimmt in der Schaltung
20 nach dem Stand der Technik in Verbindung mit den zur Verfügung stehenden Gate-Lade- und Entladeströmen die Schaltzeiten des Transistors 41 maßgeblich. Zum Einschalten fließt ein relativ großer Ladestrom ins Gate, z. B. 500 mA. Sein Wert wird im Wesentlichen durch den Basisstrom am Schaltmittel-
25 Transistor 252, dessen Stromverstärkungsfaktor und seine Stromtragfähigkeit bestimmt. Entsprechend kurz ist die Einschaltzeit, z. B. ca. 59 ns. Hieraus ergibt sich der erwähnte hohe EMV-Störpegel.

30 Zum Ausschalten wird die Gate-Kapazität des Schalttransistors 41 über den Ableitungs-Widerstand 266 entladen. Da dieser Wert im eingeschalteten Zustand die Hilfsspannungsquelle 234 zusätzlich belastet, muss sein Wert entsprechend hoch gewählt werden, z. B. 100 Ω . Im Arbeitspunkt des Schalttransistors
35 41, z. B. bei einer Gate-Source-Spannung von 5 V, bedeutet das jedoch einen Entladestrom von lediglich 50 mA, was zu ei-

ner entsprechend langen Ausschaltzeit führt. Dies erhöht die energetischen Schaltverluste erheblich.

Fig. 3 stellt eine sog. Bootstrap-Schaltung nach dem Stand
5 der Technik dar, die ebenfalls z. B. zur Ansteuerung eines
nicht dargestellt Einspritzventils 11 geeignet ist. Die An-
steuerung erfolgt über einen Schalttransistor 41, der im Takt
einer Steuerspannung 20 über die Schaltmittel-Widerständen
361, 362, 363 und Schaltmittel-Transistoren 51, 352 und 353
10 betätigt wird. Komponenten mit selber oder analoger Funktion
tragen dabei dieselben Bezugszeichen wie in Fig. 2 bzw. bei
dreistelligen Bezugszeichen dieselben letzten beiden Ziffern.

Soweit sich die Wirkungsweise der Schaltung von Fig. 3 nicht
15 von der in Fig. 2 unterscheidet, soll auf eine Wiederholung
verzichtet werden. Die Funktion des zusätzlichen Schaltmit-
tel-Transistors 353 ist für den Fachmann aus der Schaltung
ablesbar und darüber hinaus für die Erläuterung der
Bootstrap-Schaltung nicht erheblich.

20

Die wesentlichen Komponenten der Bootstrap-Schaltung sind der
Bootstrap-Kondensator 380 und die Bootstrap-Diode 373. Wäh-
rend des ausgeschalteten Zustands des Schalttransistors 41
lädt sich der Kondensator 80 über die Niederspannungsquelle
25 333, die z. B. die in Kfz zur Versorgung der allgemeinen
Ansteuer- und Regelelektronik ohnehin vorhandene 12 V-Versor-
gungsspannung sein kann, und das gegen Masse geschaltete Ven-
til 11 auf. Da der negative Pol des Kondensators 380 mit dem
Source-Anschluss des Schalttransistors 41 verbunden ist, wird
30 sein Potential angehoben, sobald der Transistor 41 durchzu-
schalten beginnt und sich seine Source-Spannung gegen die
+48 V-Versorgungsspannung hebt. Aufgrund der Bootstrap-Diode
373 kann die Kondensatorladung auch nicht gegen die Nieder-
spannungsquelle 333 abfließen, wenn die Kondensatorspannung
35 über die z. B. 12 V der Niederspannungsquelle 333 hinaus an-
gehoben wird. Auf diese Weise erhöht sich die Gate-Spannung
des Schalttransistors 41 mit dessen Schalten bis über die

Versorgungsspannung hinaus, was ein vollständiges Durchschalten des Schalttransistors 41 ermöglicht. Allerdings kann der Kondensator 80 nur über eine kurze Zeit Strom liefern, so dass diese Schaltung kein dauerhaftes Einschalten des Schalttransistors 41 gestattet.

Fig. 1a stellt eine erfindungsgemäße Schaltungsanordnung in einer besonders bevorzugten Ausführungsform dar. Wie leicht erkennbar, ist der Last-Teil der Anordnung, anzusteuern des Ventil 11, 48 V-Spannungsversorgung 31, 12 V-Spannungsversorgung 32, Schalt-Transistor 41, Selektier-Transistor 42, Freilaufdiode 71 und Masse 90 umfasst, gegenüber dem Stand der Technik unverändert, was auch durch die identischen Bezugszeichen zum Ausdruck kommt. Die Schaltmittel zur Einkopplung des Steuersignals 20, umfassend die Schaltmittel-Widerstände 61 und 62 sowie den Schaltmittel-Transistor 51, sind gegenüber der Anordnung von Fig. 2 modifiziert. Zur Erläuterung des Kerns der vorliegenden Erfindung sei jedoch zunächst nur ihre analoge Wirkungsweise mit den entsprechenden Komponenten 20, 261, 262, 51 in Schaltung 20, betrachtet, was durch die identischen bzw. analogen Bezugszeichen zum Ausdruck kommt. Für eine detaillierte Beschreibung ihrer Funktion wird auf weiter unten verwiesen.

Die Schaltung 100 verzichtet auf eine zusätzliche Hilfsspannungsquelle, die auf die 48 V-Versorgungsspannung aufsetzt. Statt dessen ist es ausreichend die im Kfz ohnehin vorhandene 12 V-Spannungsquelle 33, die identisch mit der Spannungsquelle 32 sein kann, vorzusehen. Dies kann eine erhebliche Einsparung bedeuten. Statt dessen wird zur Erreichung einer über das Versorgungspotential hinausgehenden Spannung ein Bootstrap-Kondensator 80 verwendet. Diese Variante bietet sich für den wichtigen Fall des PWM-Betriebs an.

Der negative Anschluss des Kondensators 80 ist mit dem Source-Anschluss des Schalt-Transistors 41 verbunden. Sein positiver Anschluss ist über eine in Flussrichtung geschaltete

Diode 73 mit der Niederspannungsquelle 33 verbunden. Ist der Schalt-Transistor 41 ausgeschaltet, wird der Kondensator 80 über die Diode 73 sowie das Ventil 11 und den eingeschalteten Selektier-Transistor 42 auf z. B. 12 V aufgeladen.

5

Solange der Schaltmittel-Transistor 51 aufgrund eines hochohmigen Steuerspannungsausgangs (Tristate) bzw. eines Low-Pegel-Steuersignals sperrt, fließt kein Strom durch den ersten Stromspiegel-Widerstand 63 und die Diode 74. Entsprechend erhält auch der Schaltmittel-Transistor 52 keinen Basisstrom und der zweite Stromspiegel-Widerstände 64 und der Ableitungs-Widerstand 65 sind ebenfalls stromlos. Das Basispotential des Schaltmittel-Transistors 53 ist über den Ableitungswiderstand 65 mit dem Source-Potential des Schalttransistors 41 verbunden, so dass der Schaltmittel-Transistor 53 durchschaltet und den Gate-Anschluss (stromlos) mit dem Source-Anschluss des Schalttransistors 41 verbindet, der daher sicher sperrt.

15

Wird der Schaltmittel-Transistor 51 von dem Steuersignal 20 so angesteuert, dass er durchschaltet, fließt durch ihn ein Strom, der durch seinen Spannungsabfall (z. B. $5\text{ V} - V_{BE} = 4,3\text{ V}$) und die Größe des Schaltmittel-Widerstands 62 bestimmt ist, z. B. 1 mA. Dieser Strom fließt auch durch die Diode 74 und den ersten Stromspiegel-Widerstand 63, der zusammen mit dem Schaltmittel-Transistor 52 und dem zweiten Stromspiegel-Widerstand 64 einen Stromspiegel bildet. Dessen Ausgangsstrom wird bestimmt durch das Produkt seines gerade erläuterten Eingangsstroms und des Verhältnisses der Stromspiegel-Widerstände 63 zu 64. Wählt man diese Verhältnis z. B. 100:1 erhält man einen Ausgangsstrom des Stromspiegels von theoretisch 100 mA. Bedingt durch die begrenzte Stromverstärkung des Transistors 52 und andere Störfaktoren wird er jedoch in der Praxis etwas geringer ausfallen, z. B. 86 mA.

25

30

35

Dieser Strom fließt nun zum Gate des Schalttransistors 41, der daraufhin beginnt, durchzuschalten. Gleichzeitig wird we-

gen des Spannungsabfalls über dem Ableitungs-Widerstand 65
der Schaltmittel-Transistor 53 sicher gesperrt, so dass durch
den Ableitungs-Widerstand 66 kein Strom fließt. Wählt man den
Ableitungs-Widerstand 65 z. B. $1\text{ k}\Omega$, so ist der Stromfluss
5 bei Erreichen der Threshold-Spannung des Schalttransistors 41
(z. B. 5 V) 5 mA . Von dem Ausgangsstrom des Stromspiegels
(86 mA) stehen also z. B. 81 mA zum Aufladen der Gate-Kapazi-
tät zur Verfügung. Die Anstiegszeit des Gate-Potentials,
d. h. im Wesentlichen die Durchschaltzeit des Schalttransis-
10 tors 41, wird, wie bereits erwähnt, von der Gate-Kapazität
und dem Ladestrom bestimmt. Letzterer lässt sich durch Varia-
tionen im Verhältnis der Stromspiegel-Widerstände 63 und 64
in weiten Grenzen einstellen, so dass durch die Erfindung ei-
ne sehr gute Abstimmbarkeit der Einschaltzeit erreicht wird.

15

Die Energieversorgung des Stromspiegels erfolgt zunächst aus
der Niederspannungsquelle 33. Sobald der Schalttransistor 41
aber durchschaltet, und sich die Spannung des Kondensators
80, ähnlich wie im Rahmen der Bootstrap-Schaltung von Fig. 2
20 bereits erläutert, über die Ausgangsspannung dieser Span-
nungsquelle 33 hebt, wird der Stromspiegel aus dem Kondensa-
tor 80 gespeist. Bei der Dimensionierung ist lediglich darauf
zu achten, dass die Kapazität des Kondensators ausreichend
groß ist, z. B. $10\mu\text{F}$, um ein vollständiges Aufladen der Gate-
25 Kapazität zu gewährleisten. Ist der Schalttransistor 41 voll
durchgeschaltet, beträgt die Spannung am Kondensator 80 z. B.
bei den vorerwähnten Komponentenwerten ca. 60 V

Zum Ausschalten wird das Steuersignal 20 wieder auf Low-Pegel
30 gefahren und der Schaltmittel-Transistor 51 sperrt. Der
Stromspiegel erhält daraufhin kein Eingangssignal mehr und
wird stromlos. Entsprechend verringert sich der Spannungsab-
fall über dem Ableitungs-Widerstand 65 und der Schaltmittel-
Transistor 53 wird leitend, so dass die Gate-Kapazität über
35 den Ableitungs-Widerstand 66 entladen wird. Die Entladezeit
und damit im Wesentlichen die Ausschaltzeit des Schalttran-
sistors 41 kann über die spezielle Wahl des Widerstands 66

eingestellt werden. Auf diese Weise ist aufgrund der Erfindung auch die Ausschaltzeit über weite Grenzen variierbar.

In der in Fig. 1a gezeigten, besonders vorteilhaften Ausgestaltung der erfindungsgemäßen Schaltungsanordnung ist auch
5 der zweite Schaltmittel-Transistor 51, über den der Eingangsstrom des Stromspiegels im Takt des Steuersignals 20 gesteuert wird, als Stromquelle geschaltet. Hiermit begegnet man dem grundsätzlichen Problem langer Verzögerungszeiten beim
10 Ausschalten des High-Side-Schalters, also der Zeitspanne zwischen einer entsprechenden Steuerflanke des Steuersignals 20 und dem Ausschalten des Schalttransistors 41, die nicht nur auf der Ausschaltzeit des Schalttransistors 41 selbst, sondern ganz wesentlich auf den Schaltzeiten der Schaltmittel-
15 Transistoren beruht. Beim herkömmlichen Schaltbetrieb kommt es zur Übersteuerung der Transistoren, da üblicher Weise zur Kompensation evtl. fertigungsbedingter Schwankungen der Stromverstärkung ein höherer Basisstrom verwendet wird, als zur Führung des Kollektorstroms eigentlich erforderlich. Die
20 Räumung der entsprechend erhöhten Anzahl von Minoritätsträgern aus der Basis-Raumladungszone beim Ausschalten verzögert den Vorgang. Dies tritt beim Betrieb als Stromquelle nicht auf, da stets nur der Basisstrom fließt, der zur Aufrechterhaltung des Kollektorstroms erforderlich ist.

25 Eine weitere Maßnahme zur Verkürzung der Verzögerungszeit ist die Zuführung des Stromspiegel-Eingangsstroms über ein RC-Glied aus parallel geschaltetem RC-Glied-Widerstand 67 und RC-Glied-Kondensator 81. Der erste Schaltmittel-Transistor 52
30 ist zwar erfindungsgemäß als Stromquelle geschaltet. Sobald jedoch die Gate-Spannung des Schalttransistors 41 die Versorgungsspannung (48 V im gezeigten Ausführungsbeispiel) erreicht und übersteigt, geht die Emitter-Kollektorspannung des Schaltmittel-Transistors 52 gegen 0 V, wodurch der Stromspiegel
35 wirkungslos wird und der Kollektorstrom des Schaltmittel-Transistors 52 sinkt und der Gate-Ladestrom des Schalttransistors 41 auf Null zurückgeht. Der verbleibende Kollektor-

strom des Schaltmittel-Transistors 52 wird dann vom Ableitungswiderstand 65 bestimmt. Der Bei durchgeschaltetem Schalttransistor 41 fließende Basisstrom des Schaltmittel-Transistors 52 wäre nun wesentlich größer, als zum Führen des Kollektorstroms notwendig. Der Schaltmittel-Transistor 52 ist also übersteuert, was zu erhöhter Ausschaltverzögerung führt. Dies kann jedoch durch das RC-Glied verhindert werden, wenn dessen Zeitkonstante $\tau = RC$ so ausgelegt ist, dass sich der RC-Glied-Kondensator 81 während der Einschaltzeit des Schalttransistors 41 nicht wesentlich, während dessen Durchschalt-
10 dauer jedoch nahezu vollständig auflädt. Beim Einschalten des Schalttransistors 41 wird somit der Stromspiegel-Eingangsstrom von der Spannungsquelle aus zweitem Schaltmittel-Transistor 51 und Schaltmittel-Widerstand 62 bestimmt.
15 Mit zunehmender Ladung des RC-Glied-Kondensators 81 steigt die Spannung über dem RC-Glied-Widerstand 67 bis zur Sättigung des zweiten Schaltmittelkondensators 51, wodurch der Ansteuerstrom des Stromspiegels reduziert und die Übersteuerung des ersten Schaltmittel-Transistors 52 vermieden wird.

20

Fig. 1b zeigt eine alternative Schaltungsanordnung 101, die ebenfalls von den erfindungsgemäßen Merkmalen gebrauch macht. Im Gegensatz zu der Schaltungsanordnung 100 der Fig. 1a wird jedoch Bootstrap-Kondensator 80 und -Diode 73 verzichtet und
25 statt dessen eine auf das Potential der Versorgungsspannungsquelle 31 aufsetzende Hilfsspannungsquelle 34 eingesetzt. Deren grundsätzliche Wirkungsweise ist dem Fachmann, wie in Verbindung mit Fig. 1 erläutert, bekannt. Diese Variante bietet sich an quasi-statische Anwendungen und/oder bei gleich-
30 zeitiger Verwendung mehrerer High-Side-Schalter an.

Die erfindungsgemäße Ausführung des bzw. der Schaltmittel-Transistoren als Stromquelle gestattet es, die Schaltzeiten in weiten Grenzen sehr genau abzustimmen und damit einen guten Kompromiss zwischen kurzen Schaltzeiten und niedrigen
35 EMV-Störpegeln zu realisieren.

- Die dargestellten Ausführungsbeispiel sind selbstverständlich lediglich als beispielhafte Illustrationen besonders vorteilhaften Ausführungsformen der erfindungsgemäßen Schaltungsanordnung zu verstehen. Der Fachmann wird im Rahmen der
- 5 hier offenbarten Lehre vielfältige Variationen vornehmen können, ohne sich von dem Kern der Erfindung zu entfernen. Insbesondere die Dimensionierung der einzelnen Komponenten ist an die jeweilige Anwendung anzupassen.
- 10 Die in der vorstehenden Beschreibung, in den Zeichnungen sowie in den Ansprüchen offenbarten Merkmale der Erfindung können sowohl einzeln als auch in beliebiger Kombination für die Verwirklichung der Erfindung wesentlich sein.

Patentansprüche

1. Schaltungsanordnung zum schnellen Schalten insbesondere induktiver Lasten, wobei eine Last (11) mittels eines als N-
5 Kanal-MOS-Leistungstransistors ausgeführten und als High-Side-Schalter geschalteten Schalttransistors (41) mit einer Versorgungsspannungsquelle (31) verbindbar ist, wobei die Gate-Elektrode des Schalttransistors (41) durch ansteuerbare Schaltmittel mit einem die Spannung der Versorgungsspannungs-
10 quelle (31) übersteigenden Potential beaufschlagbar ist und wobei die Schaltmittel wenigstens einen ersten Schaltmittel-Transistor (52) umfassen, dessen Kollektorstrom im durchgeschalteten Zustand wenigstens teilweise der Gate-Elektrode des Schalttransistors (41) zufließen kann,
15 d a d u r c h g e k e n n z e i c h n e t ,
dass der erste Schaltmittel-Transistor (52) als Stromquelle geschaltet ist.

2. Schaltungsanordnung nach Anspruch 1,
20 d a d u r c h g e k e n n z e i c h n e t ,
dass der als Stromquelle geschaltete, erste Schaltmittel-Transistor (52) Teil einer Stromspiegelschaltung ist.

3. Schaltungsanordnung nach Anspruch 2,
25 d a d u r c h g e k e n n z e i c h n e t ,
dass die Stromspiegelschaltung weiter einen ersten Stromspiegel-Widerstand (63) und einen zweiten Stromspiegel-Widerstand (64) umfasst, die jeweils einerseits mit einer Niederspannungsquelle (33) verbunden sind und wobei andererseits der
30 erste Stromspiegel-Widerstand (63) mit der Basis-Elektrode und der zweite Stromspiegel-Widerstand (64) mit der Emitter-Elektrode des ersten Schaltmittel-Transistors (52) verbunden ist.

35 4. Schaltungsanordnung nach einem der Ansprüche 2 oder 3,
d a d u r c h g e k e n n z e i c h n e t ,

dass der erste Schaltmittel-Transistor (52) ein pnp-Transistor ist.

5 5. Schaltungsanordnung nach einem der Ansprüche 1 bis 4,
dadurch gekennzeichnet,
dass der Kollektorstrom des ersten Schaltmittel-Transistors
(52) der Gate-Elektrode des Schalttransistors (41) über eine
in Durchflussrichtung geschaltete Diode (75) zufließt.

10 6. Schaltungsanordnung nach einem der Ansprüche 2 bis 5,
dadurch gekennzeichnet,
dass das Verhältnis der Widerstandswerte des ersten (63) zum
zweiten (64) Stromspiegel-Widerstand in etwa 100:1 ent-
spricht.

15 7. Schaltungsanordnung nach einem der Ansprüche 2 bis 6,
dadurch gekennzeichnet,
dass ein Eingangsstrom der Stromspiegelschaltung mittels ei-
nes als Stromquelle geschalteten und im Takt eines Steuersig-
20 nals (20) angesteuerten, zweiten Schaltmittel-Transistors
(51) steuerbar ist.

25 8. Schaltungsanordnung nach Anspruch 7,
dadurch gekennzeichnet,
dass der Eingangsstrom des Stromspiegels diesem über ein RC-
Glied, umfassend einen RC-Glied-Widerstand (67) und einen pa-
rallel zu diesem geschalteten RC-Glied-Kondensator (81), zu-
fließt.

30 9. Schaltungsanordnung nach Anspruch 8,
dadurch gekennzeichnet,
dass die Zeitkonstante des RC-Gliedes derart ausgelegt ist,
dass sich der RC-Glied-Kondensator (81) während der Ein-
schaltzeit des Schalttransistors (41) nicht wesentlich, wäh-
35 rend dessen Durchschaltdauer jedoch nahezu vollständig auf-
lädt.

10. Schaltungsanordnung nach einem der Ansprüche 2 bis 9,
dadurch gekennzeichnet,
dass die Stromspiegelschaltung weiter eine mit dem ersten
Stromspiegel-Widerstand (63) in Reihe und in Durchflussrich-
5 tung des Stromspiegel-Eingangstroms geschaltete Diode (74)
umfasst.
11. Schaltungsanordnung nach einem der vorangehenden Ansprü-
che,
10 dadurch gekennzeichnet,
dass ein Bootstrap-Kondensator (80) vorgesehen ist, der ei-
nerseits mit der Niederspannungsquelle (33) und andererseits
mit der Source-Elektrode des Schalttransistors (41) verbunden
ist.
- 15 12. Schaltungsanordnung nach einem der Ansprüche 3 bis 11,
dadurch gekennzeichnet,
dass zur Einkopplung der Spannung der Niederspannungsquelle
(33) in die Stromspiegelschaltung eine in Durchlassrichtung
20 ausgerichtete Bootstrap-Diode (73) vorgesehen ist.
13. Schaltungsanordnung nach einem der Ansprüche 3 bis 10,
dadurch gekennzeichnet,
dass die Niederspannungsquelle eine auf das Potential der
25 Versorgungsspannung (31) aufgesetzte Hilfsspannungsquelle
(34) ist.
14. Schaltungsanordnung nach einem der vorangehenden Ansprü-
che,
30 dadurch gekennzeichnet,
dass ein dritter Schaltmittel-Transistors (53) vorgesehen
ist, dessen Emitter-Elektrode mit der Gate-Elektrode des
Schalttransistors (41) und dessen Kollektor-Elektrode über
einen Ableitungs-Widerstand (66) mit der Source-Elektrode des
35 Schalttransistors (41) verbunden ist.
15. Schaltungsanordnung nach Anspruch 14,

d a d u r c h g e k e n n z e i c h n e t ,
dass die Basis-Elektrode des dritten Schaltmittel-Transistors
(53) über einen Ableitungs-Widerstand (65) mit der Source-
Elektrode des Schalttransistors (41) verbunden ist.

5

16. Schaltungsanordnung nach einem der Ansprüche 14 oder 15,
d a d u r c h g e k e n n z e i c h n e t ,
dass der dritte Schaltmittel-Transistor (53) ein pnp-Transis-
tor ist.

10

17. Schaltungsanordnung nach Anspruch 5 und einem der Ansprü-
che 14 bis 16,

d a d u r c h g e k e n n z e i c h n e t ,

15

dass die Diode (75), über die der Kollektorstrom des ersten
Schaltmittel-Transistors (52) der Gate-Elektrode des Schalt-
transistors (41) zufließt, zwischen dem Kollektor des ersten
(52) und dem Emitter des zweiten (53) Schaltmittel-Transis-
tors angeordnet ist.

Zusammenfassung

Schaltungsanordnung zur schnellen Ansteuerung insbesondere induktiver Lasten

5

Die Erfindung bezieht sich auf eine Schaltungsanordnung zum schnellen Schalten insbesondere induktiver Lasten, wobei eine Last (11) mittels eines als N-Kanal-MOS-Leistungstransistor ausgeführten und als High-Side-Schalter geschalteten Schalttransistors (41) mit einer Versorgungsspannungsquelle (31) verbindbar ist, wobei die Gate-Elektrode des Schalttransistors (41) durch ansteuerbare Schaltmittel mit einem die Spannung der Versorgungsspannungsquelle (31) übersteigenden Potential beaufschlagbar ist, wobei die Schaltmittel wenigstens einen ersten Schaltmittel-Transistor (52) umfassen, dessen Kollektorstrom im durchgeschalteten Zustand wenigstens teilweise der Gate-Elektrode des Schalttransistors (41) zufließen kann. Die Erfindung zeichnet sich dadurch aus, dass der erste Schaltmittel-Transistor (52) als Stromquelle geschaltet ist.

10

15

20 Eine weitere Besonderheit der Erfindung ist es, dass der als Stromquelle geschaltete, erste Schaltmittel-Transistor (52) Teil einer Stromspiegelschaltung ist.

Figur 1

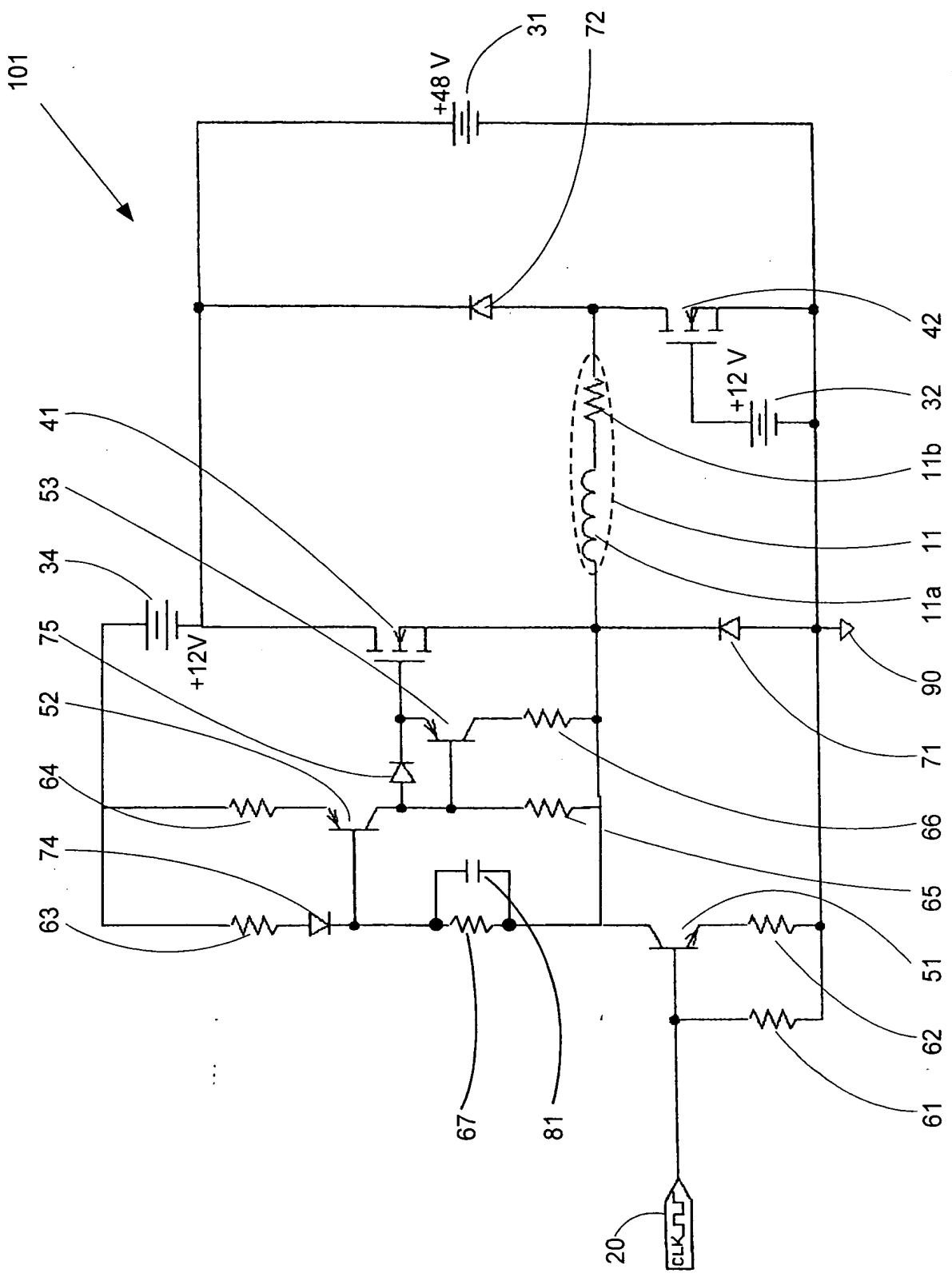


Fig. 1b

Stand der Technik

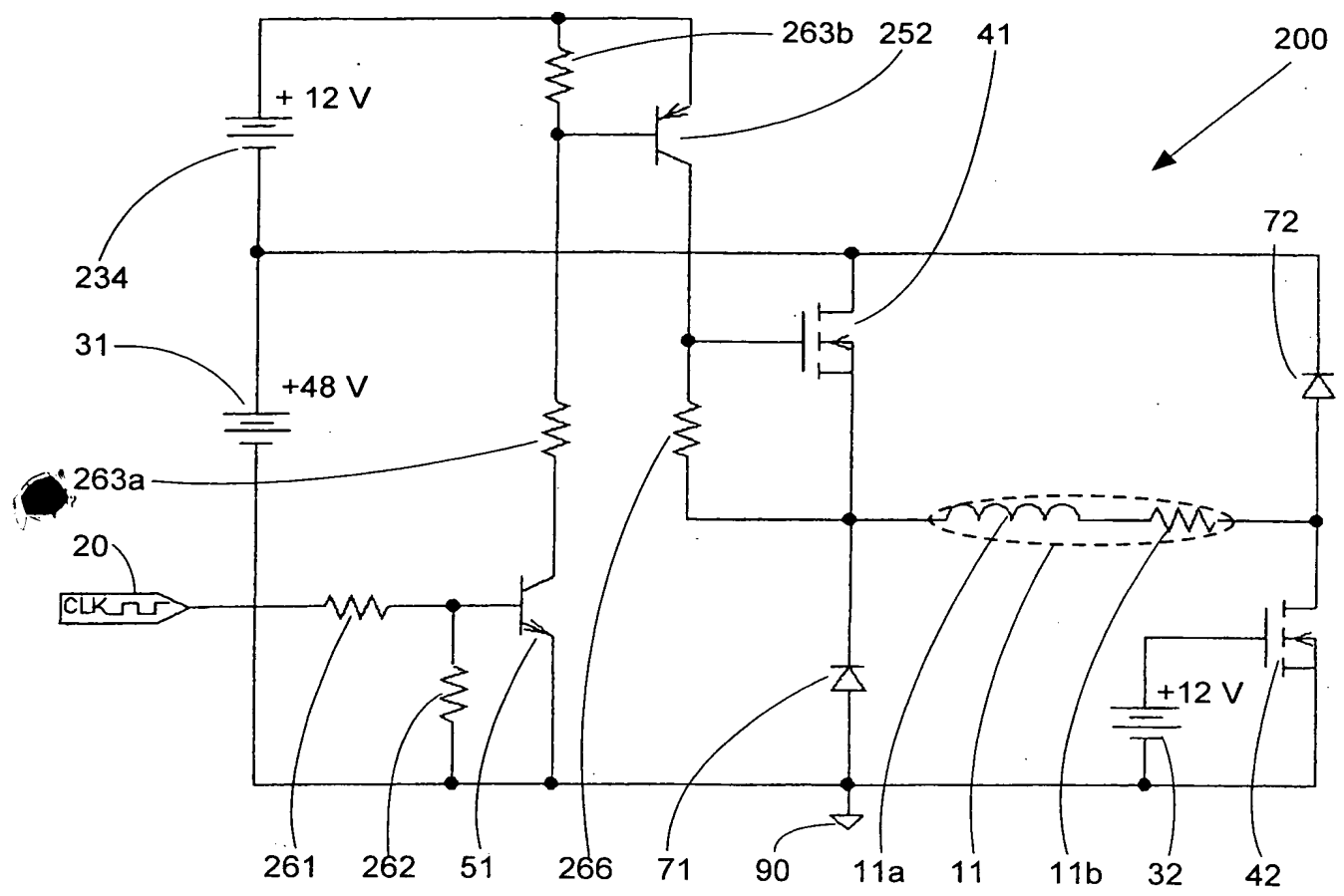


Fig. 2

Stand der Technik

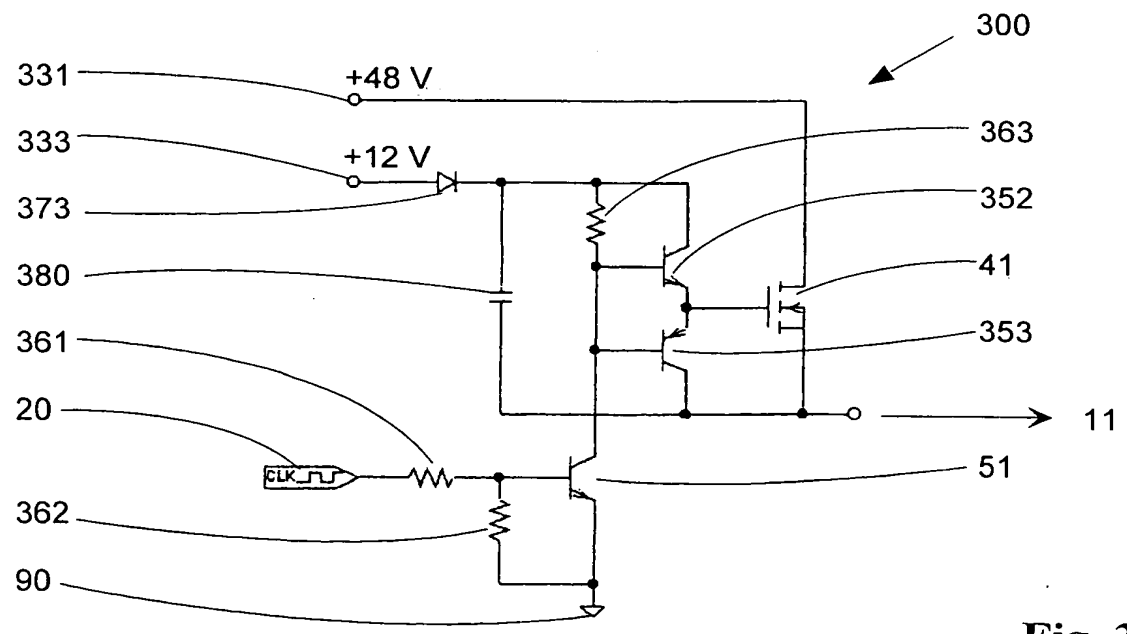


Fig. 3

